

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-102555

(43)Date of publication of application : 15.04.1994

(51)Int.Cl.

G02F 2/00

H04J 14/02

(21)Application number : 05-152670

(71)Applicant : CANON INC

(22)Date of filing : 31.05.1993

(72)Inventor : MAJIMA MASAO
ONO TAKEO

(30)Priority

Priority number : 04192900

Priority date : 27.06.1992

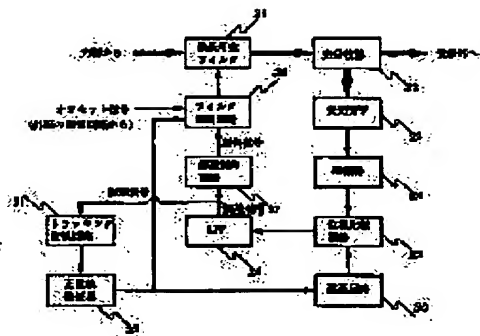
Priority country : JP

(54) VARIABLE WAVELENGTH FILTER CONTROL SYSTEM AND CONTROLLER, AND OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM USING SAME

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain an error signal at the time of pulling and reduce periodic variation in transmission wavelength due to the modulation of the center wavelength of the transmission spectrum of a variable wavelength filter in a stable state.

CONSTITUTION: This variable wavelength filter control system tracks the center wavelength of the transmission spectrum of the variable wavelength filter 21 to the wavelength of received light. The center wavelength of the filter 21 is modulated and the phase of a modulated component included in variation in the intensity of the transmitted light of the filter 21 is compared with the phase of the modulated signal to generate the error signal. The center wavelength of the filter 21 is pulled to the wavelength of the received light under feedback control and stabilized. At this time, a tracking monitoring means 31 which monitors the tracking state makes the amplitude of the modulation of the center wavelength of the filter 21 large at the time of the pulling and small in the stable state.



(19)日本国特許庁(J P)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-102555

(43)公開日 平成6年(1994)4月15日

(51)Int.Cl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 0 2 F 2/00		8106-2K		
H 0 4 J 14/02		8220-5K	H 0 4 B 9/ 00	E

審査請求 未請求 請求項の数22(全 18 頁)

(21)出願番号 特願平5-152670

(22)出願日 平成5年(1993)5月31日

(31)優先権主張番号 特願平4-192900

(32)優先日 平4(1992)6月27日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 000001007

キャノン株式会社

東京都大田区下丸子3丁目30番2号

(72)発明者 真島 正男

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キャ
ノン株式会社内

(72)発明者 小野 武夫

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キャ
ノン株式会社内

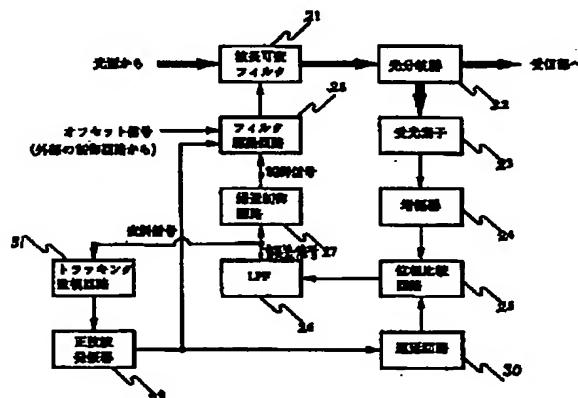
(74)代理人 弁理士 加藤 一男

(54)【発明の名称】 波長可変フィルタ制御方式、制御装置及びそれを用いた光通信システム

(57)【要約】

【目的】引き込み時には大きな誤差信号が得られ、安定時には波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調による周期的な透過波長変動を小さくできる波長可変フィルタ制御方式及びそれを用いた光通信システムである。

【構成】波長可変フィルタ21の透過スペクトルの中心波長を受信光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御方式である。フィルタ21の中心波長を変調し、フィルタ21の透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の位相とを比較することで誤差信号を生成する。帰還制御によりフィルタ21の中心波長を受信光の波長に引込み、安定化させる。この時、トラッキング状態を監視するトラッキング監視手段31により、フィルタ21の中心波長の変調の振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御方式であって、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を微小変調し、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる微小変調成分の位相と微小変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号を生成し、帰還制御により前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長に引込み、安定化させる波長可変フィルタ制御方式において、トラッキングの状態を監視するトラッキング監視手段を備え、可変波長フィルタの透過スペクトルの中心波長の微小変調の振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることを特徴とする波長可変フィルタ制御方式。

【請求項2】 波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を変調して誤差信号を生成し、受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御方式において、トラッキングの状態を監視するトラッキング監視手段を備え、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることを特徴とする波長可変フィルタ制御方式。

【請求項3】 前記トラッキング監視手段は比較器と基準電圧源を備え、誤差信号と基準電圧の比較によりトラッキングの状態を監視することを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項4】 前記トラッキング監視手段はバンドパスフィルタ、比較器、基準電圧源を備え、受信信号の変調成分の振幅と基準電圧の比較によりトラッキングの状態を監視することを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項5】 前記トラッキング監視手段はローパスフィルタ、比較器、基準電圧源を備え、受信信号の大きさと基準電圧の比較によりトラッキングの状態を監視することを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項6】 前記トラッキング監視手段は誤り率測定回路を備え、受信信号の誤り率によりトラッキングの状態を監視することを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項7】 前記波長可変フィルタとして分布帰還型フィルタを用いることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項8】 前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調は正弦波の変調信号で行われることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項9】 前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の

位相とを比較することにより誤差信号が生成される際、両者の位相の関係を調整する様に遅延回路が用いられていることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項10】 前記位相比較は同期検波器と乗算器を主要部とする回路で行われることを特徴とする請求項2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項11】 前記誤差信号に基づいて、PID制御の帰還制御方式により前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長に引込み、安定化させることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項12】 前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長のトラッキングは、該波長可変フィルタの電極を介して注入されるバイアス電流を制御して行われることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項13】 前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長のトラッキングは、該波長可変フィルタの素子温度を制御して行われることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項14】 前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号が生成される際、該波長可変フィルタの透過光を光分岐器で分岐して該変調成分を取り出すことを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項15】 前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号が生成される際、該波長可変フィルタの透過光を電気信号に変換した後に電気的フィルタによって該変調成分を取り出すことを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項16】 前記トラッキング監視手段は、誤差信号を監視対象としていることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項17】 前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調は位相情報を持つ変調信号で行われることを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項18】 前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることは、変調信号発振器からの変調信号を可変減衰器の減衰率を変化させて制御することで行うことを特徴とする請求項1又は2記載の波長可変フィルタ制御方式。

【請求項19】 請求項1又は2の波長可変フィルタ制御方式を用いる受信装置を有することを特徴とする光通信システム。

【請求項20】 波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御装置において、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を微小変調する為の変調信号を供給する変調信号供給手段、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる微小変調成分を取り出す変調成分抽出手段、該変調成分抽出手段からの微小変調成分の位相と前記変調信号供給手段からの微小変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号を生成する誤差信号生成手段、該誤差信号生成手段からの誤差信号に基づいて帰還制御により前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長にトラッキングするフィルタ制御手段、トラッキングの状態を監視し、前記可変波長フィルタの透過スペクトルの中心波長の微小変調の振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくする様に、前記変調信号供給手段を制御するトラッキング監視手段を備えることを特徴とする波長可変フィルタ制御装置。

【請求項21】 波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を変調して誤差信号を生成し、該中心波長を受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御装置において、トラッキングの状態を監視するトラッキング監視手段を備え、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることを特徴とする波長可変フィルタ制御装置。

【請求項22】 請求項20又は21の波長可変フィルタ制御装置を用いる受信装置を有することを特徴とする光通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、波長多重通信システムの受信装置などに用いられる波長可変フィルタの制御方式ないし制御装置及びその方式を用いた光通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、情報のマルチメディア化にともない、加入者系、LANを問わず、それへの対応が検討されている。その中で、波長多重通信は、伝送路である光ファイバー1本の中に独立回線を多数設定することができ、光通信本来の特性である高速性に加えて、通信に対する柔軟性を兼ね備えた通信システムであり、高速・大容量の情報を伝送・交換する通信方式として普及しつつある。この様なシステムで用いられるデバイスの一つとして同調可能な波長可変な(tunable)波長可変フィルタが知られている。

【0003】 波長可変フィルタは波長多重光通信システムに用いられる必須の光素子であり、波長多重化された信号光の中から1つの波長信号光を選択する機能を持つ。波長多重数が少なく(数波程度)で且つ波長間隔を

広くとっている通信システムでは、こうしたフィルタとして、誘電体多層膜固定フィルタを採用することができ。一方、波長多重数が多く且つ波長間隔を狭くとっている通信システムでは、波長可変で透過波長幅が狭い波長フィルタが必要である。この種の波長可変フィルタの一例として、DFB-LD(Distributed Feedback Laser Diode)を用いたフィルタが知られている(以下、DFBフィルタとも称する。DFBフィルタについては、昭和60年電子通信学会・部門別大会予稿集・講演番号326に記載されている)。DFBフィルタは、それへのバイアス電流を発振閾値以下の範囲内で変化させることで透過スペクトルの中心波長(以下、単に中心波長ともいう)を制御することができ、その中心波長付近では光増幅器としても動作できる。

【0004】 しかし、DFBフィルタには、その中心波長が温度に依存するという特性があり、加えてそのバイアス電流と中心波長との相関特性はDFBフィルタ個体それぞれで異なるということがある。それゆえ、波長多重通信システムにDFBフィルタを用いる場合には、DFBフィルタの透過スペクトルの中心波長を、目的とする受信波長に引き込み安定化する制御、即ちトラッキング制御することが必要となる。以下、この波長可変フィルタ制御方式の従来例について説明する。

【0005】 この従来例は定期刊行誌「Electronics Letters」(1990年、12月、第26巻、第25番、2122~2123頁)記載の方式に基づいている。

【0006】 図12にこの波長可変フィルタ制御方式のブロック図を示す。波長可変フィルタ811を透過した光信号は受光素子813に入射する。この光信号は受光素子813で電気信号に変換され、増幅器814で増幅される。この信号は、更に、周波数 f の近傍の周波数成分のみを増幅する狭帯域増幅器810で変調成分のみを増幅され、同期検波器ないし回路820に入力される。同期検波回路820はこの変調成分の信号を正弦波発振器819からの変調信号(遅延回路825を介して入力される)で同期検波する。同期検波回路820の出力は積分器830により低周波成分のみを増幅される。尚、積分器830の時定数は上記変調信号の周期より充分に長くなるように設定されている。

【0007】 帰還制御回路817はこの低周波成分を誤差信号として制御信号を生成する。フィルタ駆動ないし制御回路818は、受信部からのオフセット信号、正弦波発振器819からの変調信号、帰還制御回路817からの制御信号の3つの入力信号をもとに、出力を波長可変フィルタ811に入れ、波長可変フィルタ811の透過スペクトルの中心波長 λ_c を制御する。正弦波発振器819は変調用の周波数 f の正弦波である上記変調信号を発生し、これをフィルタ駆動回路818と同期検波回路820に出力する。

【0008】図13は、波長可変フィルタ811の透過スペクトルと受信する光信号の波長 λ_s の関係の模式図である。図13中、 λ_c は波長可変フィルタ811の透過スペクトルの中心波長、 λ_s は受信する光信号の波長である。透過スペクトルの中心波長 λ_c は、トラッキングにより、 $\lambda_c < \lambda_s$ の場合は左から右へ、 $\lambda_c > \lambda_s$ の場合は右から左へ引き込まれ、光信号の波長 λ_s に安定化される。尚、引き込みが可能な範囲は、波長可変フィルタ811の透過スペクトルの裾から或る程度ピークよりの範囲である。この範囲は制御系の特性によって決まる。以下、この範囲を引き込み領域と呼ぶ。

【0009】波長可変フィルタ811の透過スペクトルの中心波長 λ_c は、フィルタ駆動回路818に入力された正弦波発振器819からの正弦波の変調信号により変調されている。尚、この中心波長の変調振幅は波長可変フィルタ811の透過スペクトルの幅より充分小さい（1/10以下）。波長可変フィルタ811の透過スペクトルの中心波長 λ_c の変化は波長可変フィルタ811を透過する波長 λ_s の光量変化に変換され、さらに受光素子813により電気信号に変換される。この電気信号に含まれる周波数 f の正弦波は、 $\lambda_c < \lambda_s$ の場合と $\lambda_c > \lambda_s$ の場合で位相が逆になる。

【0010】同期検波回路820の出力の低周波成分（すなわち積分器830の出力）は、この同期検波回路820への2つの入力の位相が同位相の場合は正に、逆位相の場合は負になる。前述の電気信号と正弦波発振器819の出力をこの2つの入力とした場合、積分器830の出力の正負は、 $\lambda_c < \lambda_s$ の場合と $\lambda_c > \lambda_s$ の場合で逆になる。この信号を誤差信号として帰還制御を行うことにより、透過スペクトルの中心波長 λ_c を、受信する光信号の波長 λ_s に引き込み安定化することができる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上記の従来の波長可変フィルタトラッキング制御方式では、波長可変フィルタ811の中心波長を、受信する光信号の波長に引き込んだ後（以下、安定時と称す）に、変調信号の変調による透過スペクトルの中心波長の周期的な変動が存在する。この透過スペクトルの中心波長の変動は、波長可変フィルタ811の透過スペクトルにより受光素子813に入射する光強度の変動に変換され、この光強度の変動が大きいと受信特性が劣化する。この光強度の変動を小さくするためには、波長可変フィルタ811の中心波長の変調振幅を小さくしなければならないが、こうした場合は、反対に、引き込み時の誤差信号が小さくなり、引き込みの応答特性が劣化する。

【0012】そこで、本発明は、引き込み時には大きな誤差信号が得られ、安定時には透過スペクトルの中心波長の変調による周期的な透過波長変動を小さくすることができる波長可変フィルタ制御方式ないし装置及びそれを用いた光通信システムを提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成する本発明の波長可変フィルタ制御方式の要旨は、波長可変フィルタの中心波長を送信光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御方式において、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を微小変調し、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる微小変調成分の位相と微小変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号を生成し、帰還制御により前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を送信光の波長に引込み、安定化させ、更にトラッキングの状態を監視する手段を備え、それにより前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることを特徴とする。

【0014】また、上記目的を達成する本発明の波長可変フィルタ制御方式の要旨は、波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を変調して誤差信号を生成し、受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御方式において、トラッキングの状態を監視するトラッキング監視手段を備え、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることを特徴とする。

【0015】また、上記目的を達成する本発明の波長可変フィルタ制御装置の要旨は、波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御装置において、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を微小変調する為の変調信号を供給する変調信号供給手段、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる微小変調成分を取り出す変調成分抽出手段、該変調成分抽出手段からの微小変調成分の位相と前記変調信号供給手段からの微小変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号を生成する誤差信号生成手段、該誤差信号生成手段からの誤差信号に基づいて帰還制御により前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長にトラッキングするフィルタ制御手段、トラッキングの状態を監視し、前記可変波長フィルタの透過スペクトルの中心波長の微小変調の振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくする様に、前記変調信号供給手段を制御するトラッキング監視手段を備えることを特徴とする。

【0016】また、上記目的を達成する本発明の波長可変フィルタ制御装置の要旨は、波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を変調して誤差信号を生成し、該中心波長を受信信号光の波長にトラッキングする波長可変フィルタ制御装置において、トラッキングの状態を監視するトラッキング監視手段を備え、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることを特徴とする。

【0017】また、上記目的を達成する本発明の波長可変フィルタ制御方式ないし装置を用いた光通信システムの要旨は、上記波長可変フィルタ制御方式ないし装置を用いる受信装置を有することを特徴とする。

【0018】具体的には、前記トラッキング監視手段は比較器と基準電圧源を備え、誤差信号と基準電圧の比較によりトラッキングの状態を監視したり、前記トラッキング監視手段はバンドパスフィルタ、比較器、基準電圧源を備え、受信信号の変調成分の振幅と基準電圧の比較によりトラッキングの状態を監視したり、前記トラッキング監視手段はローパスフィルタ、比較器、基準電圧源を備え、受信信号の大きさと基準電圧の比較によりトラッキングの状態を監視したり、前記トラッキング監視手段は誤り率測定回路を備え、受信信号の誤り率によりトラッキングの状態を監視したり、前記波長可変フィルタとして分布帰還型フィルタを用いたり、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調は正弦波の変調信号で行われたり、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号が生成される際、両者の位相の関係を調整する様に遅延回路が用いられ、前記位相比較は同期検波器と乗算器を主要部とする回路で行われたり、前記誤差信号に基づいて、P I D制御の帰還制御方式により前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長を受信信号光の波長に引込み、安定化させたり、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長のトラッキングは、該波長可変フィルタの電極を介して注入されるバイアス電流を制御して行われたり、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長のトラッキングは、該波長可変フィルタの素子温度を制御して行われたり、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号が生成される際、該波長可変フィルタの透過光を光分岐器で分岐して該変調成分を取り出したり、前記波長可変フィルタの透過光の強度変化に含まれる変調成分の位相と変調に用いた変調信号の位相とを比較することにより誤差信号が生成される際、該波長可変フィルタの透過光を電気信号に変換した後に電気的フィルタによって該変調成分を取り出したり、前記トラッキング監視手段は、誤差信号を監視対象とし、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調は位相情報を持つ変調信号で行われたり、前記波長可変フィルタの透過スペクトルの中心波長の変調振幅を、引き込み時には大きく、安定時には小さくすることは、変調信号発振器からの変調信号を可変減衰器の減衰率を変化させて制御することで行ったりする。

【0019】

【作用】上記構成の波長可変フィルタ制御方式ないし装置では、トラッキングの状態を監視する手段により、微

小変調に用いた変調信号の振幅を適当に制御できるので、引き込み時には大きな誤差信号が得られ、安定時には変調信号による透過スペクトルの中心波長の周期的な波長変動を小さくすることができる。

【0020】

【第1実施例】本発明の第1実施例について図面と共に詳細に説明する。

【0021】図1は本実施例の波長可変フィルタ制御系を表すブロック図である。図示するように、本実施例の制御系は、波長可変フィルタ21、光分岐器22、受光素子23、増幅器24、位相比較器ないし回路25、ローパスフィルタ（以下、LPFと称す）26、帰還制御回路27、フィルタ駆動ないし制御回路28、変調信号発振用正弦波発振器29、遅延回路30及びトラッキング監視回路31を主要部として構成されている。波長可変フィルタ21、光分岐器22、受光素子23、増幅器24、位相比較器25、LPF26、帰還制御回路27、フィルタ駆動回路28及び遅延回路30は以下の構成、動作を有する。

【0022】波長可変フィルタ21はDFBフィルタであって、それへのバイアス電流によって透過スペクトルの中心波長を制御することができ、その電流注入用の電極を複数設けて波長可変範囲を広げることができる。尚、DFBフィルタについては、刊行物：電子情報通信学会論文誌、C-1、第J73-C-1、第5号（1990年5月）、347～353頁で詳細に説明されている。

【0023】光分岐器22は、波長可変フィルタ21を透過した光の一部をトラッキング用に分岐する。受光素子23は、光分岐器22で分岐された光信号を電気信号に変換し、その電気信号を、増幅器24が増幅する。

【0024】位相比較器25は、増幅器24からの増幅信号と波長可変フィルタ21の微小変調に用いられる変調信号（正弦波発振器29から遅延回路30を介して入力される）との位相を比較する回路であり、乗算器で構成するのが好ましい。位相比較器25の出力信号については、その直流成分のレベルが、2つの入力信号（上記増幅器24からの増幅信号及び正弦波発振器29からの変調信号）の位相が同相のときには正に、逆相のときには負になる。

【0025】LPF26は位相比較器25の出力信号から直流成分を抽出するフィルタであって、その遮断周波数は適切に設定され、波長可変フィルタ21のバイアス電流に重畳される微小変調の周波数 f を十分減衰できるものである。

【0026】帰還制御回路27は、LPF26からの直流信号が入力されると制御信号を発生する。帰還制御方式としては、周知のPID制御（Proportional Integral Differential）を採用するのが好適である。フィルタ駆動回路28には、

上記制御信号、正弦波発振器29からの変調信号、オフセット信号が入力されて、その出力電流が制御される。これら制御信号や変調信号の入力又は遮断、そしてオフセット信号の入力レベルは、外部の制御回路により制御される。

【0027】波長可変フィルタ21として多電極DFBフィルタを用いるときは、フィルタ駆動回路28の電流出力は電極の数だけあり、夫々の電極に印加するバイアス電流を制御することによって、波長可変フィルタ21の中心波長を変化させることができる。又、トラッキングのための波長可変フィルタ21の波長の変調は、1個の電極に印加するバイアス電流に微小振幅の正弦波電流を重ねることによって行われる。正弦波発振器29は、この微小変調のための変調信号を発生する。変調周波数 f の上限は、この時の波長で伝送される信号の伝送速度によって決まり、同じく下限はトラッキングの応答速度によって決まるが、数百ヘルツ(Hz)～数千ヘルツ(kHz)の周波数が通常用いられる。遅延回路30は、正弦波発振器29からの変調信号を遅延させて位相比較器25へ出力し、位相比較器25における上記変調信号と増幅器24からの増幅信号との位相関係を調整する。

【0028】正弦波発振器29は、前述した様に、波長可変フィルタ21の変調のための変調信号を発生する。その出力振幅は、初期値とトラッキング監視回路31により制御される値を加算したもので、変調周波数 f は上記した通りである。トラッキング監視回路31は、帰還制御回路27からの誤差信号を入力として、誤差信号の絶対値が一定値以下になると正弦波発振器29へ信号を出力して正弦波の振幅を抑制する(詳細は後述する)。トラッキング監視回路31の作動(ON)/作動停止(OFF)は、外部の制御回路によりなされる。

【0029】次に、上記の波長可変フィルタ制御系において行われる制御方式の基本について説明する。ここでは、波長可変フィルタ21の中心波長 λ_c は、トラッキング動作に入る前にフィルタ駆動回路28に入力されるオフセット信号のレベルによって、受信予定波長の近くに設定されているものとする。更に、この設定動作が終了するまでフィルタ駆動回路28には上記制御信号及び変調信号は入力されないものとする。

【0030】フィルタ駆動回路28への変調信号の入力が、外部駆動ないし制御回路によって開始されると、波長可変フィルタ制御系はトラッキング動作を始める。波長可変フィルタ21の中心波長 λ_c は周波数 f で微小変調され、その結果、受光素子23に入射する波長 λ_s の光源であるレーザダイオード(以下、LDと称す)の光の光量変化は周波数 f の成分をもつ。DFBフィルタ21の中心波長は狭い範囲ではそれへのバイアス電流に比例するので、このバイアス電流と受光素子23における光量変化との位相関係は、 $\lambda_c > \lambda_s$ のときには逆相にな

り、 $\lambda_c < \lambda_s$ のときには同相になる。

【0031】遅延回路30における変調信号の遅延量は適切に設定されて、増幅器24からの増幅信号と正弦波発振器29からの変調信号との位相関係が、 $\lambda_c > \lambda_s$ のときには逆相に、 $\lambda_c < \lambda_s$ のときには同相になる。従って、両信号が入力される位相比較回路26の出力の直流成分は、 $\lambda_c > \lambda_s$ のときには負に、 $\lambda_c < \lambda_s$ のときには正になる。この直流成分を誤差信号として帰還制御を行うことによって、波長可変フィルタ21の中心波長 λ_c を、受光素子23に入射する波長 λ_s に引き込み安定化することができる。

【0032】以上説明したように本実施例では、位相比較器25の直流成分を誤差信号として波長可変フィルタ制御系において帰還制御を行うことによって、波長可変フィルタ21の中心波長 λ_c を、受光素子23に入射する波長 λ_s に引き込み、安定化させることができる。

【0033】又、トラッキングの帰還制御ループが波長可変フィルタ制御系の内部で閉じられているので、外部からの変調が不要になり、変調信号用に伝送手段を別途設ける必要がない。更に、本実施例では変調信号の位相を送信側との距離により調整する必要がない。従って、送信側と受信側との距離を確定することが困難であるLANに本実施例を適用しても、波長制御系の構成が簡単になる。

【0034】図2を参照して、特に、上記構成の波長可変フィルタ制御系のトラッキング監視回路31の動作について更に詳しく説明する。図2は、引き込み領域と安定領域を模式的に示す説明図である。図2において、既に述べた様に、 λ_c は波長可変フィルタ21の透過スペクトルの中心波長、 λ_s は引き込みの基準となる光源であるLDの波長である。又、波長可変フィルタ21の透過スペクトルの幅を L 、波長可変フィルタ21の引き込み動作時の波長変調の振幅を Δ とする。尚、透過スペクトル幅 L は、上記制御系において受光素子23に最小受光感度以上の光量が入射する波長範囲である。図2中、波長を示す横軸上での引き込み領域及び安定領域に関して、

引き込み領域： $\lambda_s - L/2 \sim \lambda_s - \Delta/2$, $\lambda_s + \Delta/2 \sim \lambda_s + L/2$

安定領域： $\lambda_s - \Delta/2 \sim \lambda_s + \Delta/2$

とする。

【0035】続いて、上記の設定条件のもとで、引き込み領域及び安定領域におけるトラッキング動作について詳述する。尚、前述した様に、波長可変フィルタ21の中心波長 λ_c は、トラッキング動作に入る前に、フィルタ駆動回路28に入力されるオフセット信号に基づいて、受信予定波長 λ_s に対して引き込み領域内に設定されている。このとき、トラッキング監視回路31はOFF状態にあり正弦波発振器29の出力振幅は初期値 a となっている。又、上記の設定動作が終了するまではフィ

ルタ駆動回路28の制御信号及び変調信号は入力遮断されているが、外部の制御回路によって波長可変フィルタ21の変調信号が入力されると、トラッキングが開始される。

【0036】まず引き込み領域においては、中心波長 λ_c は、周波数 f 並びに波長変位 Δ にて変調される。この結果、受光素子23に入射する波長 λ_s のLDの光の強度変化は、周波数 f の成分をもつ。DFBフィルタ21の中心波長 λ_c は、狭い範囲ではそのバイアス電流に比例するので、前記した様に、バイアス電流と受光素子23における光量変化との位相関係は、 $\lambda_c > \lambda_s$ のときには逆に、 $\lambda_c < \lambda_s$ のときには同相になる。遅延回路30における変調信号の遅延量は適切に設定されて、増幅器24からの増幅信号と正弦波発振器29からの変調信号との位相関係が、 $\lambda_c > \lambda_s$ のときには逆に、 $\lambda_c < \lambda_s$ のときには同相になる。従って、前述した様に、両信号が入力される位相比較回路26の出力の直流成分レベルは、 $\lambda_c > \lambda_s$ のときには負に、 $\lambda_c < \lambda_s$ のときには正になる。この直流成分を誤差信号として帰還制御を行うことによって、波長可変フィルタ21の中心波長 λ_c を、受光素子23に入射する波長 λ_s に引き込む。

【0037】このようなトラッキング動作の開始直後に、トラッキング監視回路31はON状態になりLPF26からの誤差信号を監視するが、中心波長 λ_c が図2の引き込み領域にあるときには信号を出力しない。そのため、正弦波発振器29は出力振幅を初期値 a に維持する。

【0038】一方、DFBフィルタ21の中心波長 λ_c がLD波長 λ_s に引き込まれると、即ち安定領域では、中心波長 λ_c はLD波長 λ_s を中心として周期的に変動する。すると、位相比較回路25の出力DC成分は零

(0)となり、その結果、LPF26からの誤差信号も零(0)になる。誤差信号の絶対値が所定値 b (0に近いとする)以下になると、トラッキング監視回路31は正弦波発振器29に信号を出力して、その変調信号の振幅を初期値 a より小さい値(例えば、 $a/5$)に抑制する。又、外乱などの原因で中心波長 λ_c がLD波長 λ_s の安定領域からはずれ引き込み領域に入り、そのため誤差信号の絶対値が所定値 b より大きくなると、トラッキング監視回路31は、正弦波発振器29を制御して、その変調信号の振幅を初期値 a に戻す。そして再度、誤差信号が所定値 b 以下になり中心波長 λ_c が安定領域に引き込まれると、前述の振幅抑制のための制御動作を行う。

【0039】以上説明したように、本実施例では、誤差信号を得るための透過中心波長の変調の大きさを、引き込み時には大きく安定時には小さく制御する。それゆえ、引き込み時には振幅の大きな制御信号が得られて応答特性が向上すると共に、安定時の波長変動が低減する。

【0040】

【第2実施例】続いて、本発明の第2実施例について説明する。本実施例は、第1実施例の構成要素から、位相比較回路25に入力する2つの信号の位相関係を調整する遅延回路を省いた構成となっている。

【0041】図3は本実施例の波長可変フィルタ制御系を表すブロック図である。位相比較回路25での既述の位相関係に対して、2つの信号の位相ズレが無視できるように正弦波発振器29の変調周波数 f を低く設定することができる場合、この実施例の波長可変フィルタ制御方式を適用出来る。動作は基本的に第1の実施例と同じである。

【0042】

【第3実施例】更に、本発明の第3実施例について説明する。本実施例は、第1実施例の構成に温度コントローラを追加して、帰還制御の操作量として温度を用いている点を特徴としている。

【0043】図4は本実施例の波長可変フィルタ制御系を表すブロック図である。本図において、32はDFBフィルタ21の温度を制御する温度コントローラであり、帰還制御回路27から入力される制御信号によりDFBフィルタ21の素子温度を制御する。フィルタ駆動回路28の出力は、オフセット信号と変調信号との2つの入力信号によって制御される。DFBフィルタ21の素子温度とその透過スペクトルの中心波長は狭い範囲では比例関係にあるので、制御系は第1実施例と同様に動作する。

【0044】

【第4実施例】以下、上記の実施例を更に具体的にした実施例を説明する。先ず、本発明の第4実施例について図面と共に詳細に説明する。

【0045】図5は本発明が適用された波長可変フィルタ制御系の第4実施例のブロック図である。図示するように、制御系は波長可変フィルタ111、光分岐器112、受光素子113、増幅器114、位相比較回路115、ローパスフィルタ(LPF)116、帰還制御回路117、フィルタ駆動ないし制御回路118、正弦波発振器119、遅延回路120、基準電圧源121、比較器122、可変減衰器123を主要部として構成されている。

【0046】前記実施例と同様に、波長可変フィルタ111としてはDFBフィルタを用いる。このDFBフィルタ111は、注入電流を発振閾値付近で変化させることにより透過スペクトルの中心波長を制御できる。中心波長と注入電流は狭い範囲では比例するので、注入電流のバイアス成分に振幅の小さい変調信号を重ねることにより、中心波長をその変調信号に合わせて変調することができる。光分岐器112は、波長可変フィルタ111を透過した光の一部をトラッキング用に分岐する。受光素子113は、光分岐器112で分岐された光信号を電気信号に変換する。増幅器114は、その電気信号

を増幅する。位相比較回路115は、増幅器114からの信号と変調信号との位相を比較する回路であり、同期検波器、乗算器を主要部として構成される。

【0047】LPF116は位相比較回路115の出力信号から低周波成分を抽出するフィルタであって、その遮断周波数は正弦波発振器119の出力である変調信号の周波数 f を充分減衰できるように設定されている。帰還制御回路117は、LPF116からの信号を誤差信号として制御信号を生成する。帰還制御方式としては、周知のPID制御が好適に用いられる。フィルタ駆動回路118には、この制御信号、正弦波発振器119からの変調信号、及び受信部からのオフセット信号が入力され、その出力であるDFBフィルタ111の注入電流が制御される。また、トラッキングのON/OFFも受信部の制御の基、この回路118で行われる。トラッキングON時には制御信号、変調信号、オフセット信号の3つの信号をもとに出力電流が決められ、トラッキングOFF時にはオフセット信号のみにより出力電流が決められる。尚、ここでいう受信部とは本発明の制御方式を適用した制御系が組み込まれる装置をさすものとする。

【0048】正弦波発振器119はDFBフィルタ111の中心波長を変調するための変調信号を出力する。その出力は2つに分けられ、一方は可変減衰器123を経てフィルタ制御回路118へ、他方は遅延回路120を経て位相比較回路115に入力される。変調信号の周波数 f の上限は伝送信号の帯域によって、また下限はトラッキングの応答速度によって決まる。通常は数100Hz～数kHzの周波数が用いられる。遅延回路120は位相比較回路115の2つの入力信号の位相ずれを補償する。

【0049】基準電圧源121は、変調振幅の切り替えの基準となる電圧 V_{et} を発生する。比較器122は、この基準電圧 V_{et} と誤差信号を比較して、誤差信号が基準電圧 V_{et} より大きい場合には出力をOFFし、誤差信号が基準電圧 V_{et} 以下の場合には出力をONする。可変減衰器123は、比較器122の出力によりその減衰率が制御される。比較器122の出力がOFFの場合には減衰率は小さく、ONの場合には減衰率は大きくなる。

【0050】尚、波長可変フィルタ111として多電極DFBフィルタを用いる場合は、フィルタ駆動回路118の出力は電極の数だけあり、各々の電極の注入電流を制御することによって、中心波長を変化させることができる。また、トラッキングのための波長可変フィルタ111の中心波長の変調は、波長可変フィルタ111の1つの電極の注入電流に正弦波成分を重畳することによって行われる。

【0051】図6は受信する光信号の波長 λ_s とDFBフィルタ中心波長 λ_c の波長差 $|\lambda_s - \lambda_c|$ と誤差信号の関係を示す模式図である。波長可変フィルタ111の透過スペクトルは、図2に示すように、通常、その傾き

が頂点と裾でゆるくなっている。透過スペクトルの中心波長の波長変調成分は、この透過スペクトルの傾きで光強度変調成分に変換される。誤差信号はこの成分をもとに生成されるので、その大きさは光信号の波長 λ_s が波長可変フィルタ111の透過スペクトルの頂点と裾の位置にある場合に小さくなる。また、中心波長の変調振幅の大きさによっても誤差信号の大きさは変化する。図2には、“変調振幅が大きい場合”と“変調振幅が小さい場合”の2つの場合が示されている。

【0052】本実施例では、誤差信号の大きさによりトラッキング状態を監視し、中心波長の変調振幅を変化させる。誤差信号が基準電圧 V_{et} より大きい場合には変調振幅を大きくし、誤差信号が基準電圧 V_{et} 以下の場合には変調振幅を小さくする。その結果、誤差信号は $|\lambda_s - \lambda_c|$ に対して、図中の太い実線で示すように変化する。図中のa、b、cは中心波長の変調信号の振幅が切り替わる箇所を示している。尚、a-b間では、引き込み時には“変調振幅が大きい場合”の線に沿って変化し、安定時に外乱により $|\lambda_s - \lambda_c|$ がa-b間の値になった時には“変調振幅が小さい場合”の線に沿って変化する。

【0053】続いて、前述の図2、図5、図6をもとに本実施例の制御方式の動作について説明する。尚、DFBフィルタ中心波長 λ_c を変調して誤差信号を生成し、光信号の波長 λ_s にトラッキングするという動作は従来例と同様であるのでここでは説明しない（本実施例と従来例では制御系の構成が異なるがトラッキング制御に関しては同様に機能する）。また、DFBフィルタ中心波長 λ_c は、トラッキング動作が開始される前に光信号の波長 λ_s に対して引き込み領域に入るように設定されている。

【0054】トラッキング開始直前では、波長可変フィルタ111は変調されておらず、LPF116から出力される誤差信号は0になっている。そのため、比較器122の出力はON状態にあり、可変減衰器123の減衰率は大きく、フィルタ駆動回路118に入力される正弦波発振器119からの変調信号の振幅は小さい。したがって、誤差信号は図6の“変調振幅が小さい場合”の線上にある。

【0055】初期設定において $|\lambda_s - \lambda_c|$ がbとcの間にある場合は、トラッキング動作開始後、誤差信号は基準電圧 V_{et} より大きくなり、比較器122の出力はOFF状態になる。従って、可変減衰器123の減衰率は小さくなり、フィルタ駆動回路118に入力される変調信号の振幅は大きくなる。この振幅の大きい変調信号により従来例と同様に誤差信号を生成し、DFBフィルタ中心波長 λ_c は光信号の波長 λ_s に近づいていく。このとき、誤差信号（LPF116の出力）は図6の“変調振幅が大きい場合”の線に沿って左に向かって変化していく。

【0056】比較器122は誤差信号が V_{et} 以下になると出力をONし、よって可変減衰器123の減衰率は大きくなり、フィルタ駆動回路118に入力される正弦波発振器119からの変調信号の振幅は小さくなる。その結果、誤差信号は図6の“変調振幅が小さい場合”の線上に移り、ゼロに向かっていき、DFBフィルタ中心波長 λ_c はこの制御系の精度範囲で光信号の波長 λ_s に近づく。

【0057】初期設定で $|\lambda_s - \lambda_c|$ がbより小さい場合には、トラッキング開始直後も誤差信号は基準電圧 V_{et} より小さい。誤差信号は図6の“変調振幅が小さい場合”の線上をそのまま、ゼロに向かっていき、DFBフィルタ中心波長 λ_c はこの制御系の精度範囲で光信号の波長 λ_s に近づく。

【0058】初期設定で $|\lambda_s - \lambda_c|$ がcより大きい場合も、トラッキング開始直後も誤差信号は V_{et} より小さい。誤差信号は図6の“変調振幅が小さい場合”の線上をそのまま左へ移動する。DFBフィルタ中心波長 λ_c が光信号の波長 λ_s に近づいていくにつれ誤差信号が大きくなり基準電圧 V_{et} を超えた時点で、可変減衰器123の減衰率が小さくなり、その結果、正弦波発振器119からの変調信号の振幅は大きくなる。その後は、初期設定で $|\lambda_s - \lambda_c|$ がbとcの間にある場合と同様の引き込み動作が行われる。

【0059】何等かの外乱により、DFBフィルタ中心波長 λ_c が光信号の波長 λ_s からずれた場合（但し、このずれは引き込み領域内（図2）であるとする）、誤差信号は図6の“変調振幅が小さい場合”の線上で変化する。誤差信号が基準電圧 V_{et} 以下の場合、小さな変調振幅のまま、引き込みが行われ、DFBフィルタ中心波長 λ_c は光信号の波長 λ_s に近づいていく。

【0060】誤差信号が基準電圧 V_{et} より大きい場合、比較器122は出力をOFFし可変減衰器123の減衰率を小さくする。その結果、フィルタ駆動回路118に入力される正弦波発振器119からの変調信号の振幅は大きくなる。これにより誤差信号は図6の“変調振幅が大きい場合”の線上で変化する。同じ波長のずれに対して大きな誤差信号が得られる。こうして、この場合も、この誤差信号をもとにDFBフィルタ中心波長 λ_c は光信号の波長 λ_s に引き込まれていく。

【0061】以上説明したように、本実施例では、誤差信号を基準値と比較することによりトラッキング状態を監視し、変調信号の振幅を変え、誤差信号を $|\lambda_s - \lambda_c|$ に対して図6の太い実線で示すように変化させる。この結果、トラッキングによる引き込みが完了し、安定状態になったときの変調振幅を小さくして、安定状態での波長変動を抑えることができる。また、トラッキング開始時、あるいは外乱によるずれ発生時には、適宜に変調振幅を大きくして、大きな誤差信号が得られ、引き込みに要する時間を短くすることができる。

【0062】

【第5実施例】本発明の第5実施例について図面と共に説明する。

【0063】図7は本発明の波長可変フィルタ制御系の第5実施例のブロック図である。第5実施例は、バンドパスフィルタ（以下、BPFと称す）131を備え、それにより増幅器114の出力の変調成分を抽出し、比較器122に入力すること以外は図5と同じである。

【0064】本実施例では、トラッキング状態の監視を受信信号の変調成分の振幅を用いて行う。受信信号の変調成分は誤差信号のもとになるので、 $|\lambda_s - \lambda_c|$ に対して誤差信号と同様に図6に示すように変化する。この変調成分の振幅を基準電圧と比較することにより正弦波発振器119からの変調信号の振幅を変化させ、第4実施例と同様な動作を行うことができる。

【0065】

【第6実施例】本発明の第6実施例について図面と共に説明する。

【0066】図8は本発明の波長可変フィルタ制御系の第6実施例のブロック図である。第6実施例は、LPF141を備え、それにより増幅器114の出力の変調成分を減衰させ、比較器122に入力すること以外は図5と同じである。

【0067】図9は $|\lambda_s - \lambda_c|$ とLPF141の出力の関係を示す模式図である。LPF141の出力は受信信号の大きさに対応しており、波長可変フィルタ111の透過スペクトルと同じ形状で変化する。 $|\lambda_s - \lambda_c|$ が0の時に最大になり、DFBフィルタ中心波長 λ_c と光信号の波長 λ_s との波長差が大きくなるにつれて減少していく。図9中、 V_t は引き込み時と安定時の識別の基準となる電圧、aはその時の $|\lambda_s - \lambda_c|$ の値である。

【0068】本実施例では、トラッキング状態の監視は受信信号の低周波成分の大きさ（図8ではLPF141の出力）を用いて行う。基準電圧源121の出力である基準電圧 V_t とLPF141の出力の大小で波長可変フィルタ111の変調振幅を変化させる。比較器122はLPF141の出力が基準電圧 V_t より小さい場合には出力をOFFし可変減衰器123の減衰率を小さくし、LPF141の出力が基準電圧 V_t 以上の場合には出力をONし可変減衰器123の減衰率を大きくする。これにより変調信号の振幅は図9の $|\lambda_s - \lambda_c|$ 軸のaより右側で大きく、左側で小さくなる。本実施例では $|\lambda_s - \lambda_c|$ 軸のa点より左側で変調振幅をゼロにすることもできる。これにより安定時の変調信号による変動をゼロにすることができる。

【0069】他の動作等については、第4実施例と同様である。

【0070】

【第7実施例】本発明の第7実施例について図面と共に

詳細に説明する。

【0071】図10は本発明の波長可変フィルタ制御系の第7実施例のブロック図である。基準電圧源、比較器がなく、代わりに誤り率測定回路161を備え、その出力で減衰器123の制御を行うこと以外は図5と同じである。

【0072】本実施例では、伝送される信号に、誤り訂正あるいは誤り検出が可能な符号が用いられる。誤り率測定回路161は受信部から入力される受信信号の誤り率を算出し、その出力をON/OFFする。誤り率がこの制御方式が適用される通信システムの許容値を満たさない場合には、誤り率測定回路161の出力をOFFし可変減衰器123の減衰率を小さくし、許容値を満たす場合には誤り率測定回路161の出力をONし可変減衰器123の減衰率を大きくする。

【0073】他の動作等については、第4実施例と同様である。

【0074】

【第8実施例】図11は本発明の第8実施例の波長多重光通信システムの構成図である。このシステムは映像分配に好適に用いられる。チャンネル数を n 、受信装置の数を m とし、各チャンネルの波長を $\lambda_1, \lambda_2, \sim \lambda_n$ で示す。送信装置171は、 n 個の光源それぞれをデジタル映像信号で変調して光ファイバ172に送出する。この光信号は光分岐器173で m 本の光ファイバ174-1 $\sim m$ に分けられ、受信装置175-1 $\sim m$ に送られる。各受信装置175-1 $\sim m$ は第1実施例、第4実施例などの制御方式を適用した波長可変フィルタを持ち、これにより波長多重信号の中から受信する波長のみを選択し、映像信号を受信する。

【0075】本発明の波長可変フィルタ制御方式を用いることにより、受信する波長に波長可変フィルタの中心波長をトラッキングするとともに、トラッキング時の変調信号による変動を抑えることができ、良好な受信状態を維持することができる。

【0076】

【その他の実施例】上記実施例では、波長可変フィルタの変調振幅を1つの基準値をもとに2値の切り替えを行ったが、複数の基準値を用いて多値の切り替えを行うこともできる。また、トラッキング監視するために、誤差信号、変調成分の振幅、受信信号の大きさ、誤り率などを用いたが、他の量を用いてもよい。また、波長可変フィルタとしてDFBフィルタを用いたが、透過スペクトルの中心波長を制御できる他の波長可変フィルタを用いてもよい。また、誤差信号を得るための変調信号として正弦波を用いたが、位相情報をもつ他の信号を用いてもよい。

【0077】また、上記実施例にもあった様に、位相比較回路の2つの入力信号の制御系内での位相ずれが変調信号の周期に対して十分に小さいならば、遅延回路を備

える必要はない。さらに、波長可変フィルタの透過光を光分岐器によって分岐してトラッキング用の信号を取り出したが、光信号の段階で全ての光信号を電気信号に変換した後、電気的なフィルタによって変調周波数 f の成分を分離してトラッキング用の信号としてもよい。この場合、光分岐器のところに受光素子を置けばよい。

【0078】

【発明の効果】以上詳述したように本発明によれば、トラッキングの帰還制御が受信装置内部で閉じられているので、外部からの変調信号が不要になり、変調信号用に伝送手段を別途設ける必要がない。

【0079】又、変調信号の位相を各受信装置で送信装置との距離により調整する必要がない。従って、送信装置と受信装置との距離を確定することが困難であるLANに本発明を適用することによって、波長可変フィルタ制御系の構成が簡単になる。

【0080】更に、引き込み時での誤差信号が大きく、また安定時の変調による透過スペクトルの中心波長の変動が小さくなり、トラッキングの特性が改善され、良好な受信を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図2】引き込み領域及び安定領域を模式的に示す説明図である。

【図3】本発明の第2実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図4】本発明の第3実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図5】本発明の第4実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図6】第4実施例での $|\lambda_s - \lambda_c|$ と誤差信号の関係を示す模式図である。

【図7】本発明の第5実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図8】本発明の第6実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図9】第6実施例での $|\lambda_s - \lambda_c|$ とLPF141の出力の関係を示す模式図である。

【図10】本発明の第7実施例である波長可変フィルタ制御方式のブロック図である。

【図11】本発明の第8実施例である光通信システムの構成図である。

【図12】波長可変フィルタ制御方式の従来例のブロック図である。

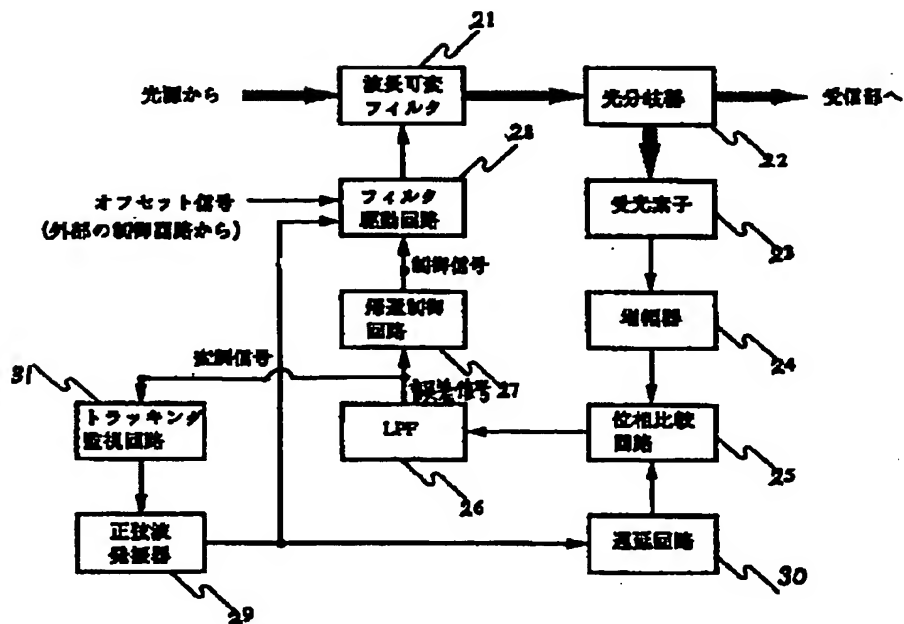
【図13】DFBフィルタの透過スペクトルと光信号の波長の関係を示す模式図である。

【符号の説明】

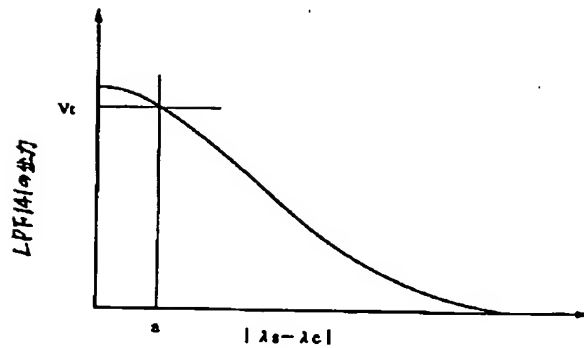
21、111	可変波長フィルタ
22、112	光分岐器

23、113	受光素子	121	基準電圧源
24、114	増幅器	122	比較器
25、115	位相比較器	123	可変減衰器
26、116	L P F	131	B P F
27、117	帰還制御回路	141	受信信号の低周波成分を取り出すL P F
28、118	フィルタ制御回路	161	誤り率測定回路
29、119	正弦波発振器	171	送信装置
30、120	遅延回路	172、174-1~174-m	光ファイバ
32	温度コントローラ	173	光分岐器
31	トラッキング監視回路	175-1~175-m	受信装置

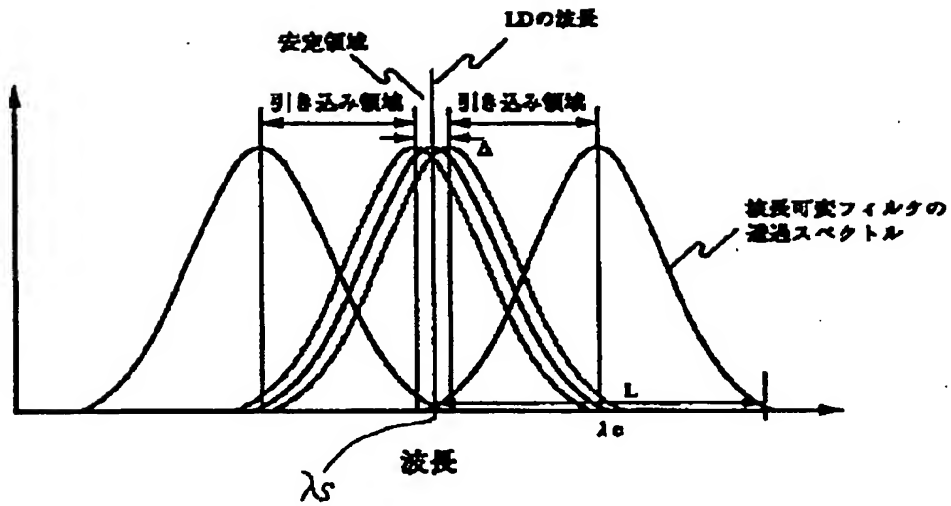
【図1】



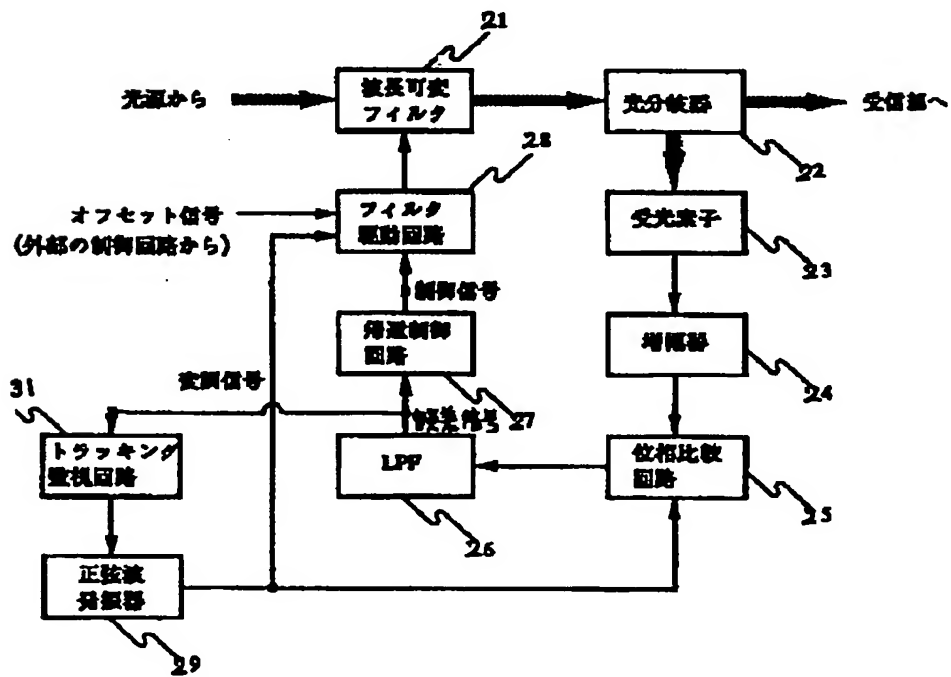
【図9】

| $\lambda_s - \lambda_c$ | と L P F | H | の出力の関係を示す図

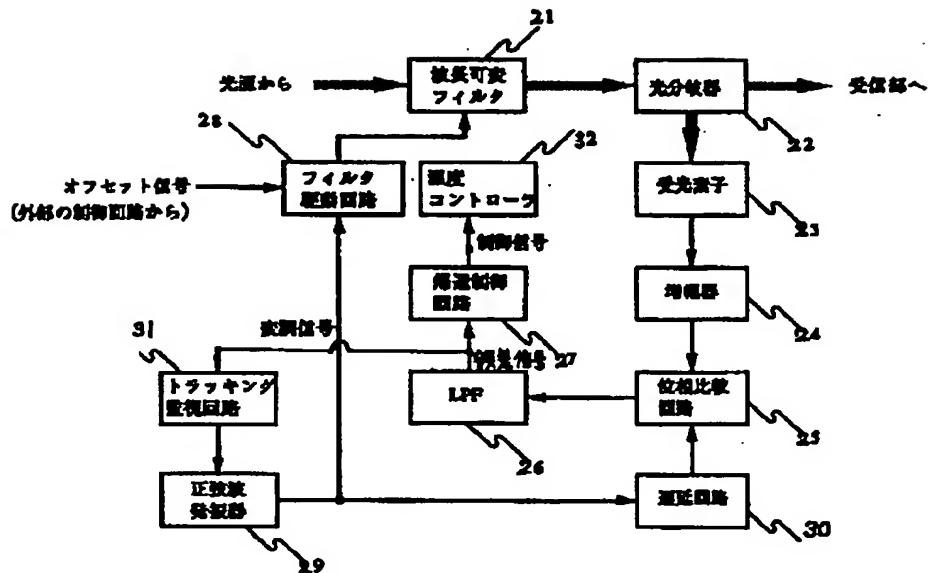
【図2】



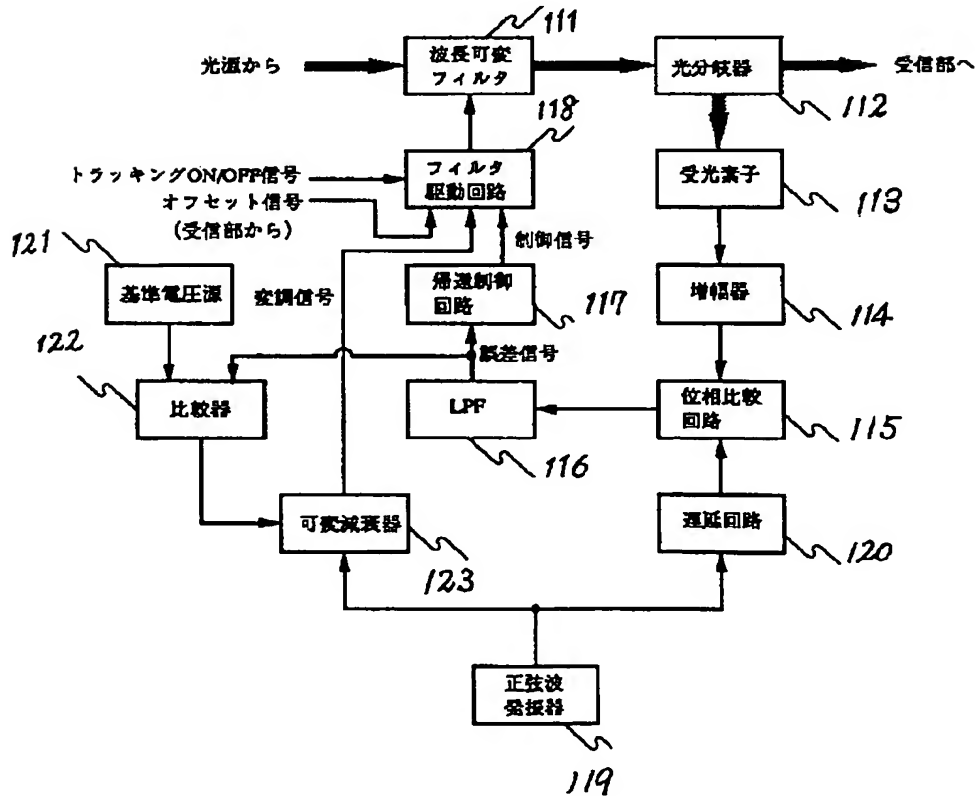
【図3】



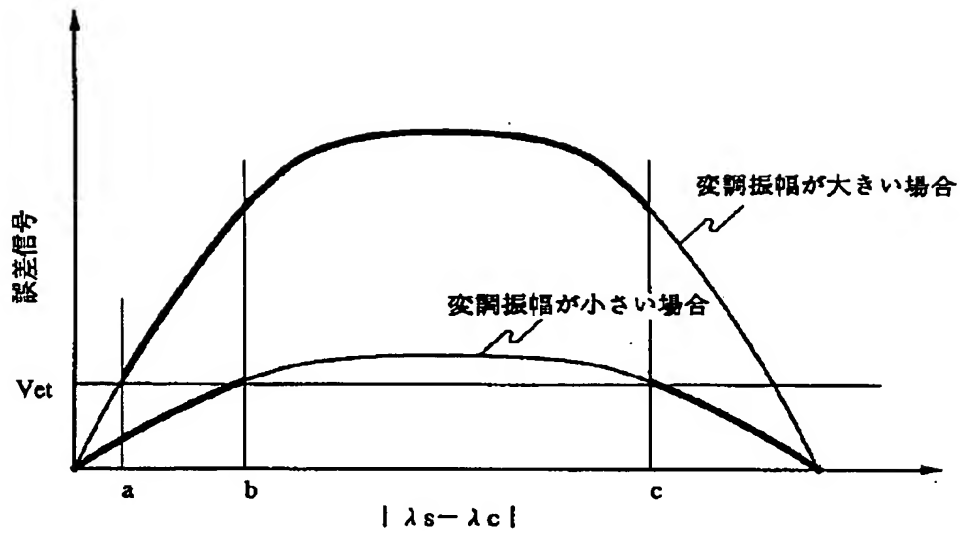
【図4】



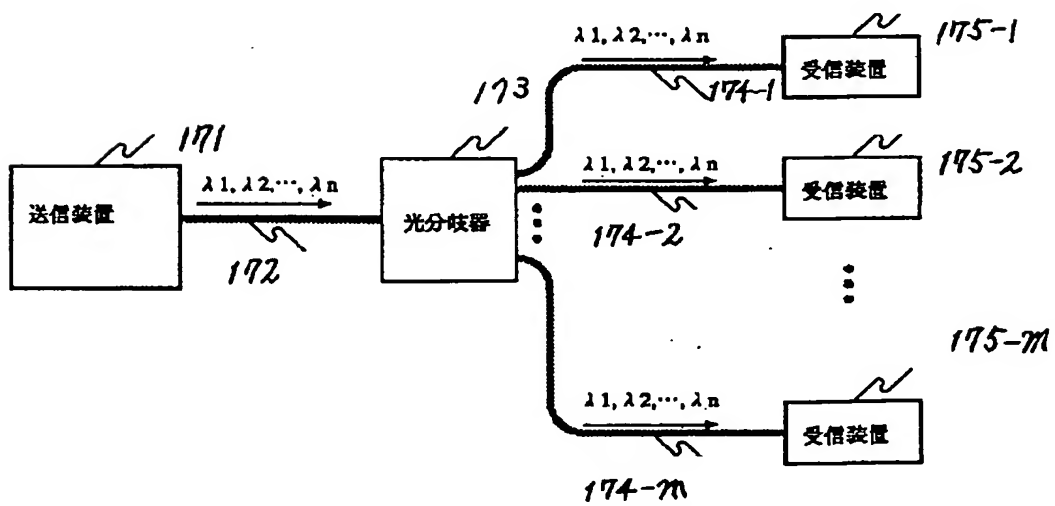
【図5】



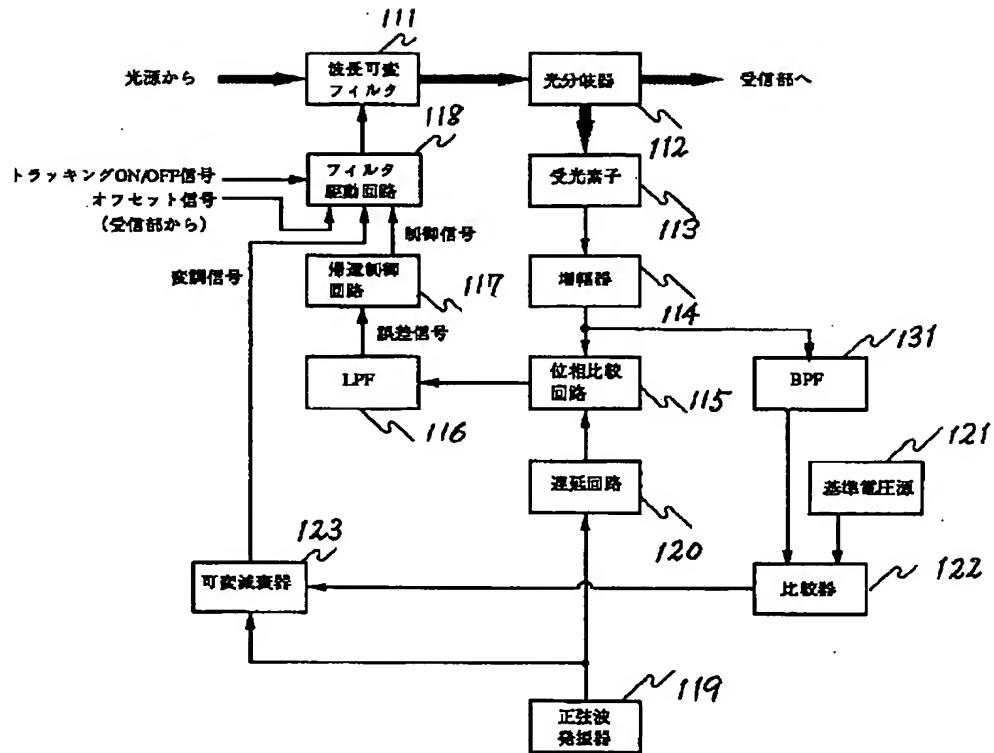
【図6】

| $\lambda_s - \lambda_c$ | と誤差信号の関係を示す図

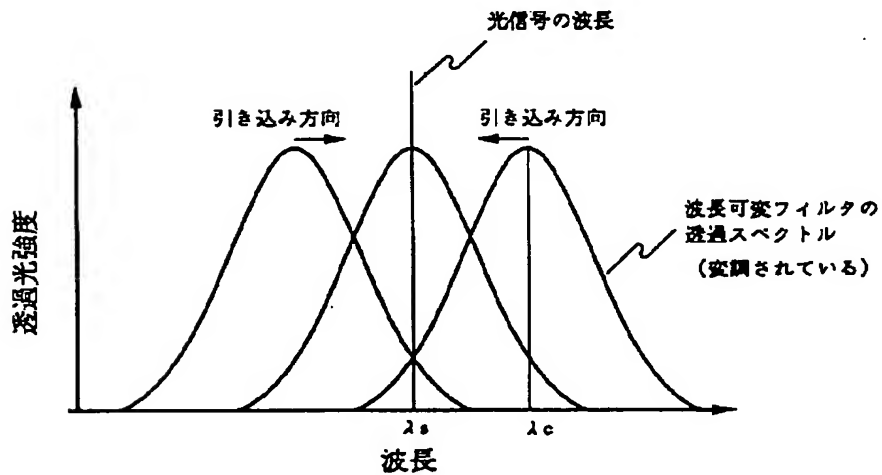
【図11】



【図7】



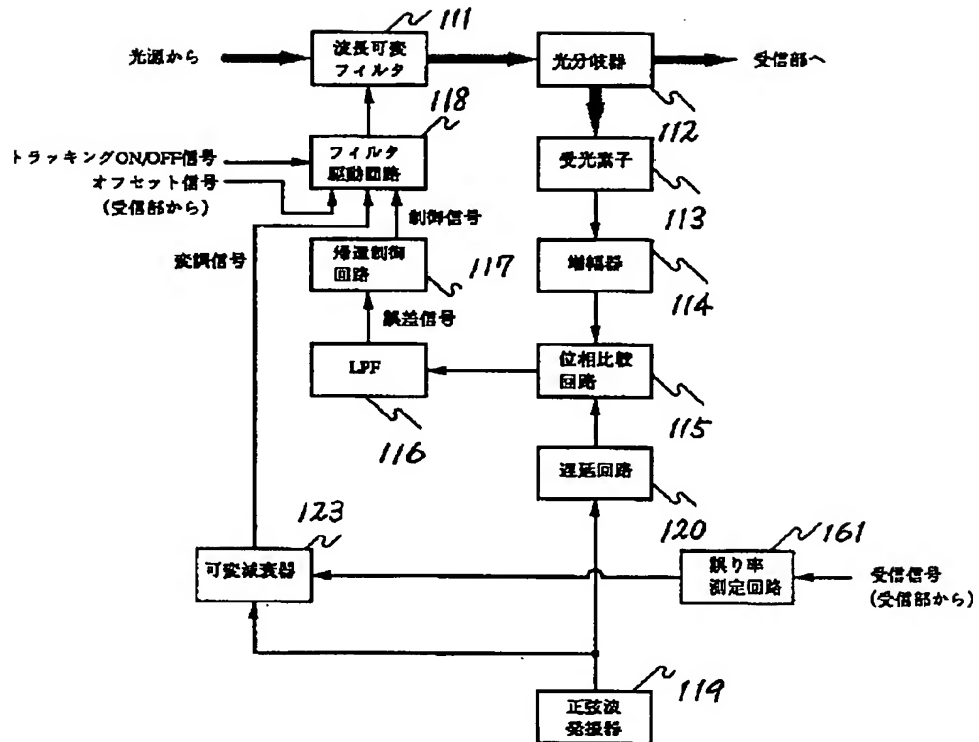
【図13】



DFBフィルタの透過スペクトルと光信号の波長の関係を示す模式図

The diagram illustrates a variable gain optical receiver system. Light from a source (光源から) enters a variable gain filter (111), which is controlled by a filter drive circuit (118). The filter drive circuit (118) receives tracking ON/OFF signals and offset signals from the receiver section (受信部へ) and is also controlled by a control signal (制御信号). The output of the filter (111) goes to an optical coupler (光分岐器). The optical coupler splits the signal: one path goes to a photodiode (112), and the other path goes to a variable gain amplifier (113). The photodiode (112) output goes to a variable gain amplifier (114). The output of the variable gain amplifier (114) is split: one path goes to a phase comparison circuit (115), and the other path goes to a low-pass filter (LPF) (141). The phase comparison circuit (115) also receives a reference signal (117) from a low-pass filter (LPF) (116). The output of the phase comparison circuit (115) goes to a delay circuit (120). The delay circuit (120) output goes to a variable gain amplifier (123) and a comparator (122). The comparator (122) also receives a reference voltage (121) and the output of the LPF (141). The output of the variable gain amplifier (123) goes to the receiver section (受信部へ). The output of the delay circuit (120) also goes to a sine wave generator (119).

【図10】



【図12】

